

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-273659

(43) 公開日 平成7年(1995)10月20日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 7/30	A	8842-5 J		
G 1 0 L 7/04	G			
9/18	C			
G 1 1 B 20/10	3 0 1 Z	7736-5 D		
20/12	1 0 2	9295-5 D		

審査請求 未請求 請求項の数39 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願平7-15838

(22) 出願日 平成7年(1995)2月2日

(31) 優先権主張番号 特願平6-15117

(32) 優先日 平6(1994)2月9日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72) 発明者 赤桐 健三

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(72) 発明者 及川 芳明

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

(72) 発明者 鈴木 浩之

東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー株式会社内

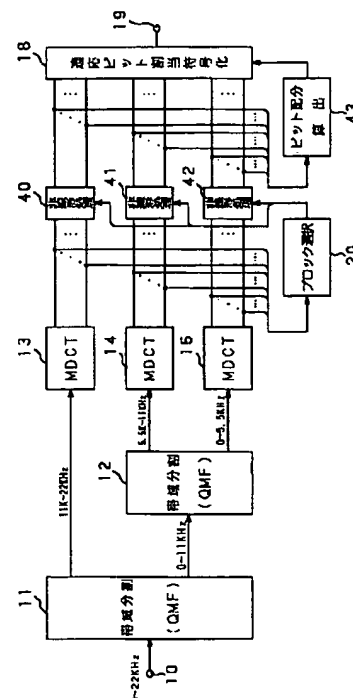
(74) 代理人 弁理士 小池 晃 (外2名)

(54) 【発明の名称】 デジタル信号処理方法及び装置、並びに記録媒体

(57) 【要約】

【構成】 デジタル信号を複数の周波数帯域成分に分解する帯域分割フィルタ11、12と、有限時間幅と有限周波数幅を持つブロック内の信号成分を得るMDCT回路13～15と、MDCT係数を非線形処理する非線形処理回路40、41、42と、ブロック毎の信号成分を量子化して情報圧縮し、この情報圧縮された信号成分とブロック毎の情報圧縮の際の情報圧縮パラメータと共に出力する適応ビット割当符号化回路18とを有し、非線形処理回路40、41、42では、高能率符号化においてフローティングブロック内の信号トナリティが大きい時、信号対雑音比の小さいサンプルにつきその信号対雑音比によって量子化値をゼロとするかスペクトル値を大きくする。

【効果】 例えばトランペット音の信号のようにトナリティの大きい信号でも、量子化雑音を低減し、音質劣化を低減することができる。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル信号を伝送するためのデジタル信号処理方法において、

入力デジタル信号を、それぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換し、

上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理し、

上記非線形処理された上記信号成分を量子化することを特徴とするデジタル信号処理方法。

【請求項2】 前記信号成分はスペクトル成分であり、前記非線形処理は前記ブロック内の少なくとも最大値を与えるスペクトル成分を除くスペクトル成分を大きく処理することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項3】 前記非線形処理は、前記ブロック内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ信号成分を除く信号成分を、その信号成分の前記量子化による量子化値がゼロになるように処理することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項4】 前記信号成分はスペクトル成分であり、当該信号成分を正規化する処理も行い、前記非線形処理は、上記正規化における正規化レベルより小さい第1の比較レベルと当該第1の比較レベルより小さい第2の比較レベルの間の大きさを持つスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分を大きくするか又はそのスペクトル成分の前記量子化による量子化値がゼロになるようにし、上記第2の比較レベルより小さい値のスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分の前記量子化による量子化値がゼロとなるように処理することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項5】 前記第1の比較レベル及び第2の比較レベルは、前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値に応じて可変とすることを特徴とする請求項4記載のデジタル信号処理方法。

【請求項6】 前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値が大きいほど、前記第1の比較レベルが低下し、及び／又は、上記第2の比較レベルが上昇することを特徴とする請求項5記載のデジタル信号処理方法。

【請求項7】 前記非線形処理前の前記信号成分に基づいて求められたビット配分によって決定される語長が、予め設定された語長よりも短いブロックを、上記非線形処理を行うブロックとして選択することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項8】 前記信号成分はスペクトル成分であり、各ブロック内の最大のスペクトル成分の値に基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項9】 前記ブロックの最大のスペクトル成分の

2

値が所定値以上のとき、当該ブロックを前記非線形処理を行うブロックとして選択することを特徴とする請求項8記載のデジタル信号処理方法。

【請求項10】 各ブロックのトナーリティに基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択することを特徴とする請求項1記載のデジタル信号処理方法。

【請求項11】 前記信号成分はスペクトル成分であり、

前記トナーリティは、ブロック内のスペクトル成分の内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ成分でなる第1の成分と、当該第1の成分を除くブロック内のスペクトル成分でなる第2の成分とに基づいて求めることを特徴とする請求項10記載のデジタル信号処理方法。

【請求項12】 前記トナーリティは、前記第1の成分から得られた第1の値と、前記第2の成分から得られた第2の値との比であることを特徴とする請求項11記載のデジタル信号処理方法。

【請求項13】 前記第1の値は前記第1の成分の実効値であり、前記第2の値は前記第2の成分の実効値であることを特徴とする請求項12記載のデジタル信号処理方法。

【請求項14】 デジタル信号を伝送するためのデジタル信号処理装置において、

入力デジタル信号を、それぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換する変換手段と、

上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理する非線形処理手段と、

上記非線形処理された上記信号成分を量子化する符号化手段とを有してなることを特徴とするデジタル信号処理装置。

【請求項15】 前記信号成分はスペクトル成分であり、

前記非線形処理手段は前記ブロック内の少なくとも最大値を与えるスペクトル成分を除くスペクトル成分を大きくすることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項16】 前記非線形処理手段は、前記ブロック内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ信号成分を除く信号成分を、その信号成分の前記符号化手段の量子化による量子化値がゼロになるようにすることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項17】 前記信号成分はスペクトル成分であり、

前記符号化手段は上記信号成分を正規化し、

前記非線形処理手段は、上記正規化における正規化レベルより小さい第1の比較レベルと当該第1の比較レベルより小さい第2の比較レベルの間の大きさを持つスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分を大きくするか又はそのスペクトル成分の前記量子化による量子化値

3

がゼロになるようにし、上記第2の比較レベルより小さい値のスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分の前記量子化による量子化値がゼロとなるようにすることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項18】 前記第1の比較レベル及び第2の比較レベルは、前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値に応じて可変とすることを特徴とする請求項17記載のデジタル信号処理装置。

【請求項19】 前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値が大きいほど、前記第1の比較レベルが低下し、及び／又は、前記第2の比較レベルが上昇することを特徴とする請求項18記載のデジタル信号処理装置。

【請求項20】 前記非線形処理前の前記信号成分に基づいて求められたビット配分によって決定される語長が、予め設定された語長よりも短いブロックを、上記非線形処理を行うブロックとして選択するブロック選択手段を備えることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項21】 前記信号成分はスペクトル成分であり、各ブロック内の最大のスペクトル成分の値に基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択するブロック選択手段を備えることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項22】 前記ブロック選択手段は、前記ブロックの最大のスペクトル成分の値が所定値以上のとき、当該ブロックを前記線形処理を行うブロックとして選択することを特徴とする請求項21記載のデジタル信号処理装置。

【請求項23】 各ブロックのトナリティに基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択するブロック選択手段を備えることを特徴とする請求項14記載のデジタル信号処理装置。

【請求項24】 前記信号成分はスペクトル成分であり、前記トナリティは、ブロック内のスペクトル成分の内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ成分でなる第1の成分と、当該第1の成分を除くブロック内のスペクトル成分でなる第2の成分とに基づいて求めることを特徴とする請求項23記載のデジタル信号処理装置。

【請求項25】 前記トナリティは、前記第1の成分から得られた第1の値と、前記第2の成分から得られた第2の値との比であることを特徴とする請求項24記載のデジタル信号処理装置。

【請求項26】 前記第1の値は前記第1の成分の実効値であり、前記第2の値は前記第2の成分の実効値であることを特徴とする請求項25記載のデジタル信号処理装置。

【請求項27】 デジタル信号をそれぞれ有限時間幅

4

と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換し、上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理し、上記非線形処理された上記信号成分を量子化して生成した記録用データを、記録してなることを特徴とする記録媒体。

【請求項28】 前記信号成分はスペクトル成分であり、前記非線形処理は、前記ブロック内の少なくとも最大値を与えるスペクトル成分を除くスペクトル成分を大きく処理することを特徴とする請求項27記載の記録媒体。

【請求項29】 前記非線形処理は、前記ブロック内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ信号成分を除く信号成分を、その信号成分の前記量子化による量子化値がゼロになるように処理することを特徴とする請求項27記載の記録媒体。

【請求項30】 前記信号成分はスペクトル成分であり、前記記録用データの生成の際には、上記信号成分を正規化し、前記非線形処理は、上記正規化における正規化レベルより小さい第1の比較レベルと当該第1の比較レベルより小さい第2の比較レベルの間の大きさを持つスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分を大きくするか又はそのスペクトル成分の前記量子化による量子化値がゼロになるようにし、上記第2の比較レベルより小さい値のスペクトル成分に対しては、そのスペクトル成分の前記量子化による量子化値がゼロとなるように処理することを特徴とする請求項27記載の記録媒体。

【請求項31】 前記第1の比較レベル及び第2の比較レベルは、前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値に応じて可変であることを特徴とする請求項30記載の記録媒体。

【請求項32】 前記ブロック内の最大のスペクトル成分の値が大きいほど、前記第1の比較レベルが低下し、及び／又は、前記第2の比較レベルが上昇することを特徴とする請求項31記載の記録媒体。

【請求項33】 前記記録用データは、前記非線形処理前の前記信号成分に基づいて求められたビット配分によって決定される語長が、予め設定された語長よりも短いブロックを、前記非線形処理を行うブロックとして選択する処理を行って形成されることを特徴とする請求項27記載の記録媒体。

【請求項34】 前記信号成分はスペクトル成分であり、前記記録用データは、各ブロック内の最大のスペクトル成分の値に基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択する処理を行って形成されることを特徴とする請求項27記載の記録媒体。

【請求項35】 前記ブロックの最大のスペクトル成分の値が、所定値以上のとき、当該ブロックを前記非線形処理を行うブロックとして選択することを特徴とする請求項34記載の記録媒体。

【請求項36】 前記記録用データは、各ブロックのト

ーナリティに基づいて、前記非線形処理を行うブロックを選択する処理を行って形成されることを特徴とする請求項35記載の記録媒体。

【請求項37】 前記トーナリティは、ブロック内のスペクトル成分の内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ成分でなる第1の成分と、当該第1の成分を除くブロック内のスペクトル成分でなる第2の成分とに基づいて求められることを特徴とする請求項36記載の記録媒体。

【請求項38】 前記トーナリティは、前記第1の成分から得られた第1の値と、前記第2の成分から得られた第2の値との比であることを特徴とする請求項37記載の記録媒体。

【請求項39】 前記第1の値は前記第1の成分の実効値であり、前記第2の値は前記第2の成分の実効値であることを特徴とする請求項38記載の記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、例えばデジタルオーディオ信号等をビット圧縮した圧縮データを記録又は伝送するデジタル信号処理方法及び装置と、このデジタル信号処理方法又は装置により圧縮された圧縮データを記録してなる記録媒体に関し、特に、トーナリティの高い信号を含むデジタルオーディオ信号を扱うデジタル信号処理方法及び装置、並びに記録媒体に関する。

【0002】

【従来の技術】本件出願人は、先に、入力されたデジタルオーディオ信号をビット圧縮し、所定のデータ量を記録単位としてバースト的に記録媒体に記録するような技術を、例えば特開平4-105270号公報や、U.S. Appln. S.N. 08/171,263、USP 5,243,588、USP 5,244,705の各明細書及び図面等において提案している。

【0003】なお、上記S.N. 08/171,263の明細書及び図面には、データ領域の記録位置を示す目録データがサブコーディングされて記録されるリードイン領域に、上記データ領域の記録内容に関する表示データをメインデータとして記録したディスクと、このディスクにデータを記録する記録手段を有するディスク記録装置と、このディスクからデータを再生する再生手段及びその再生手段により得られる表示データに応じた表示を行う表示手段を有するディスク再生装置とが記載されている。また、上記特開平4-105270号公報には、連続して入力される入力データが順次書き込まれ、書き込まれた入力データが該入力データの転送速度よりも速い転送速度の記録データとして順次読み出されるメモリ手段と、ディスク状記録媒体を回転させる速度の切り換え可能な回転駆動手段と、上記ディスク状記録媒体に上記メモリ手段から読み出される記録データを記録する記録手段と、上記メモリ手段に記録されている上記入力データのデータ量が所定量以上になると上記記録データを所定量

だけ該メモリ手段から順次読み出し、上記メモリ手段に所定データ量以上の書き込み空間を確保しておくようにメモリ制御を行うメモリ制御手段と、このメモリ制御手段によりメモリ手段から不連続に順次読み出される上記記録データを上記ディスク状記録媒体上の記録トラックに連続的に記録するように記録位置の制御を行う記録制御手段とを備えるディスク記録装置と、これに対応するディスク再生装置とが記載されている。また、USP 5,243,588の明細書及び図面には、デジタルデータを一時記憶する記憶手段と、上記記憶手段からのデジタルデータを一定数のセクタ毎にクラスタ化し、各クラスタの接続部分にインターリーブ処理の際のインターリーブ長より長いクラスタ接続用セクタを設け、デジタルデータにインターリーブを施して上記ディスク状記録媒体に記録する記録手段を有するディスク記録装置と、これに対応するディスク再生装置とが記載されている。さらに、USP 5,244,705の各明細書及び図面には、圧縮オーディオデータ等が記録されるディスク状記録媒体において、ディスク状記録媒体のデータ記録領域の内径寸法を3.2mm～5.0mmの範囲内の所定値に設定するとき、データ記録領域の内径寸法が3.2mmのときの外径寸法は6.0mm～6.2mmの範囲内の値とし、データ記録領域の内径寸法が5.0mmのときの外径寸法は7.1mm～7.3mmの範囲内の値とすることにより、小型携帯用のディスク記録/再生装置に使用可能とすると共に、例えば圧縮率が1/4の圧縮オーディオデータを記録することで標準的な12cm CDと同程度の再生時間を実現可能としたものが記載されている。

【0004】上記各明細書及び図面等において提案している技術は、記録媒体として光磁気ディスクを用い、いわゆるコンパクト・ディスク（CD: Compact Disc）のCD-I（CD-インタラクティブ）やCD-ROM XAのオーディオデータフォーマットに規定されているAD（適応差分）PCMオーディオデータを記録再生するものであり、このADPCMオーディオデータの例えば32セクタ分とインターリーブ処理のためのリンキング用の数セクタとを記録単位として、ADPCMオーディオデータを光磁気ディスクにバースト的に記録している。

【0005】この光磁気ディスクを用いた記録再生装置におけるADPCMオーディオデータには、いくつかのモードが選択可能になっており、例えば通常のCDの再生時間に比較して、2倍の圧縮率でサンプリング周波数が37.8kHzのレベルAのモード、4倍の圧縮率でサンプリング周波数が37.8kHzのレベルBのモード、8倍の圧縮率でサンプリング周波数が18.9kHzのレベルCのモードがある。

【0006】すなわち、例えば前記レベルBの場合には、デジタルオーディオデータが略々1/4に圧縮され、このレベルBのモードで記録されたディスクの再生

時間（プレイタイム）は、標準的なCDフォーマット（CD-DAフォーマット）の場合の4倍となる。これによれば、より小型のディスクで標準の直径12cmのディスクと同じ程度の記録再生時間が得られることから、装置の小型化が図れることになる。

【0007】ただし、この光磁気ディスクを用いた記録再生装置では、ディスクの回転速度は標準的なCDと同じであるため、例えば前記レベルBの場合、所定時間当たりその4倍の再生時間分の圧縮データが得られることになる。このため、例えばセクタやクラスタ等の時間単位で同じ圧縮データを重複して4回読み出すようにし、そのうちの1回分の圧縮データのみをオーディオ再生にまわすようにしている。具体的には、スパイラル状の記録トラックを走査（トラッキング）する際に、1回転毎に元のトラック位置に戻るようなトラックジャンプを行って、同じトラックを4回ずつ繰り返しトラッキングするような形態で再生動作を進めることになる。これは、例えば4回の重複読み取りの内、少なくとも1回だけ正常な圧縮データが得られればよいことになり、外乱等によるエラーに強く、特に携帯用小型機器に適用して好ましいものである。

【0008】さらに将来的には、半導体メモリを記録媒体として用いることが考えられており、圧縮効率をさらに高めるためには、追加のビット圧縮が行われる事が望ましい。具体的には、半導体メモリを含むIC（集積回路）をカード内に配したいわゆるICカードを用いてオーディオ信号を記録再生するようなものであり、このICカードに対して、ビット圧縮処理された圧縮データを記録し、再生する。

【0009】このような半導体メモリを用いたICカード等は、半導体技術の進歩に伴って記録容量の増大や低価格化が実現されてゆくものであるが、市場に供給された初期段階では容量が不足気味で、また高価であることが考えられる。従って、例えば上記光磁気ディスク等のような他の安価で大容量の記録媒体からICカード等に内容を転送して頻繁に書き換えて使用することが充分考えられる。具体的には、例えば上記光磁気ディスクに収録されている複数の曲の内、好みの曲をICカードにダビングするようにし、不要になれば他の曲と入れ換える。このようにして、ICカードの内容書き換えを頻繁に行うことにより、少ない手持ち枚数のICカードで種々の曲を戸外等で楽しむことができる。

【0010】なお、本件出願人は、先にEUROPEAN PATENT APPLICATION publication number: 0 525 809 A2 (Date of publication 03.02.93)において、上述の圧縮データを生成するために好適な符号化方法を提案している。

【0011】また、本件出願人は、EUROPEAN PATENT APPLICATION publication number: 0599 719 A1 (Date of publication 01.06.94)、EUROPEAN PATENT APPLICATI

ONpublication number: 0 601 566 A1 (Date of publication 15.06.94)、及びInternational Publication Number: WO 94/19801 (International Publication Date: 1 September 1994)において、上述のICカードを利用した記録/再生に好適な記録/再生システムを提案している。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】ところで、記録時間を延ばすことを目的として高能率符号のビットレートを下げて行くと、徐々に音質の劣化が目立つようになる。特に、聴覚的な効果が効き難い音楽信号でこの事が顕著となる。

【0013】そこで、本発明は、上述したようなことに鑑み、記録時間を延ばすことを目的として高能率符号のビットレートを下げて行く場合に、アルゴリズムを複雑化することなく、不自然な感じのない聴きやすい音質を得ることができるデジタル信号処理方法及び装置と、そのデジタル信号処理方法又は装置で処理された圧縮データを記録してなる記録媒体を提供することを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明のデジタル信号処理方法は、上述の目的を達成するために提案されたものであり、デジタル信号を伝送するためのものであって、入力デジタル信号を、それぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換し、上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理し、上記非線形処理された上記信号成分を量子化することを特徴とする。

【0015】また、本発明のデジタル信号処理装置は、デジタル信号を伝送するためのものであり、入力デジタル信号を、それぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換する変換手段と、上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理する非線形処理手段と、上記非線形処理された上記信号成分を量子化する符号化手段とを有してなることにより上述の目的を達成する。

【0016】さらに、本発明の記録媒体は、デジタル信号をそれぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を持つ複数のブロック内の信号成分に変換し、上記複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分を非線形処理し、上記非線形処理された上記信号成分を量子化して生成した記録用データを、記録してなることを特徴とするものである。

【0017】

【作用】本発明のデジタル信号処理方法及び装置、並びに記録媒体においては、入力デジタル信号が、それぞれ複数の信号成分を含む有限時間幅と有限周波数幅を

10

20

30

40

50

持つ複数のブロック内の信号成分に変換され、この複数のブロックのうちの少なくとも一部のブロック内の信号成分が非線形処理され、この非線形処理された信号成分が量子化されることにより、例えばトナリティが高い成分を含むブロックに関して非線形処理されたデータが得られる。

【0018】

【実施例】以下、本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。

【0019】先ず、図1に、本発明のデジタル信号処理方法を実現する一実施例として、デジタルオーディオ信号をビット圧縮した圧縮データの記録媒体への記録再生を行う圧縮データ記録再生装置の概略構成を示す。

【0020】この図1の圧縮データ記録再生装置は、本発明の記録媒体の一例である光磁気ディスク1に対して圧縮データを記録再生するための光磁気ディスク記録再生ユニットと、他の例の記録媒体としてのICカード2に対して圧縮データの書き込み/読み出しを行うためのICカード記録ユニットとの2つのユニットを、1つのシステムに組んで構成されている。

【0021】この光磁気ディスク記録再生ユニット側の再生系で再生された信号を上記ICカード記録ユニットで記録する際には、先ず、上記再生系の光磁気ディスク1から光学ヘッド53によってデータが読み取られる。このデータはデコーダ71に送られてEFM(8-14)復調やディンターリーブ処理や誤り訂正処理等が施されて再生圧縮データとなされる。上記再生圧縮データは、上記ICカード記録ユニットのメモリ85に送られ、一旦記憶される。上記メモリ85から読み出された再生圧縮データに、エントロピ符号化等を行う追加圧縮器84による可変ビットレート符号化処理等の追加処理が施され、その後、当該追加処理が施された再生圧縮データがICカードインタフェース回路86を介してICカード2に書き込まれる。このように、光磁気ディスク1から再生された圧縮データは、ATCデコーダ73による伸張処理を受ける前の圧縮状態のまま上記ICカード2に対する記録系に送られて、当該ICカード2に書き込まれる。

【0022】ところで、通常の再生時すなわちオーディオ聴取のための再生時には、記録媒体すなわち光磁気ディスク1から間歇的或いはバースト的に所定データ量単位(例えば32セクタ+数セクタ)で圧縮データを読み出し、これを伸張して連続的なオーディオ信号に変換しているが、上述のようないわゆるダビングを行う時には、光磁気ディスク1上の圧縮データを連続的に読み取って、上記ICカード記録ユニットに送って記録している。これによって、データ圧縮率に応じた高速の(短時間の)ダビングが行える。

【0023】以下、図1に示す圧縮データ記録再生装置の具体的な構成について詳細に説明する。

【0024】図1に示す圧縮データ記録再生装置の光磁気ディスク記録再生ユニットにおいて、記録媒体としては、スピンドルモータ51により回転駆動される光磁気ディスク1が用いられる。光磁気ディスク1に対するデータの記録時には、例えば光学ヘッド53によりレーザ光を照射した状態で記録データに応じた変調磁界を磁気ヘッド54により印加することによって、いわゆる磁界変調記録を行い、光磁気ディスク1の記録トラックに沿ってデータを記録する。また、再生時には、光磁気ディスク1の記録トラックを光学ヘッド53によりレーザ光でトレースして磁気光学的にデータの再生を行う。

【0025】光学ヘッド53は、例えば、レーザダイオード等のレーザ光源、コリメータレンズ、対物レンズ、偏光ビームスプリッタ、シリンドリカルレンズ等の光学部品及び所定パターンを受光部を有するフォトディテクタ等から構成されている。この光学ヘッド53は、光磁気ディスク1を介して上記磁気ヘッド54と対向する位置に設けられている。光磁気ディスク1にデータを記録するときには、記録系のヘッド駆動回路66により磁気ヘッド54を駆動して記録データに応じた変調磁界を印加すると共に、光学ヘッド53により光磁気ディスク1の目的トラックにレーザ光を照射することによって、磁界変調方式により熱磁気記録を行う。またこの光学ヘッド53は、目的トラックに照射したレーザ光の反射光を検出し、例えばいわゆる非点収差法によりフォーカスエラーを検出し、例えばいわゆるプッシュプル法によりトラッキングエラーを検出する。光磁気ディスク1からデータを再生するとき、光学ヘッド53は上記フォーカスエラーやトラッキングエラーを検出すると同時に、レーザ光の目的トラックからの反射光の偏光角(カー回転角)の違いを検出して再生信号を生成する。

【0026】光学ヘッド53の出力は、RF回路55に供給される。このRF回路55は、光学ヘッド53の出力から上記フォーカスエラー信号やトラッキングエラー信号を抽出してサーボ制御回路56に供給するとともに、再生信号を2値化して再生系のデコーダ71に供給する。

【0027】サーボ制御回路56は、例えばフォーカスサーボ制御回路やトラッキングサーボ制御回路、スピンドルモータサーボ制御回路、スレッドサーボ制御回路等から構成される。上記フォーカスサーボ制御回路は、上記フォーカスエラー信号がゼロになるように、光学ヘッド53の光学系のフォーカス制御を行う。また上記トラッキングサーボ制御回路は、上記トラッキングエラー信号がゼロになるように光学ヘッド53の光学系のトラッキング制御を行う。さらに上記スピンドルモータサーボ制御回路は、光磁気ディスク1を所定の回転速度(例えば一定線速度)で回転駆動するようにスピンドルモータ51を制御する。また、上記スレッドサーボ制御回路は、システムコントローラ57により指定される光磁気

ディスク1の目的トラック位置に光学ヘッド53及び磁気ヘッド54を移動させる。このような各種制御動作を行うサーボ制御回路56は、該サーボ制御回路56により制御される各部の動作状態を示す情報をシステムコントローラ57に送る。

【0028】システムコントローラ57にはキー入力操作部58や表示部59が接続されている。このシステムコントローラ57は、キー入力操作部58による操作入力情報により指定される動作モードで記録系及び再生系の制御を行う。またシステムコントローラ57は、光磁気ディスク1の記録トラックに記録されているいわゆるヘッダタイムやサブコードのQデータ等から再生されるセクタ単位のアドレス情報に基づいて、光学ヘッド53及び磁気ヘッド54がトレースしている上記記録トラック上の記録位置や再生位置を管理する。さらにシステムコントローラ57は、キー入力操作部58により切り換え選択されたATCエンコーダ63でのビット圧縮モード情報や、RF回路55から再生系を介して得られる再生データ内のビット圧縮モード情報に基づいて、このビット圧縮モードを表示部59に表示させると共に、該ビット圧縮モードにおけるデータ圧縮率と上記記録トラック上の再生位置情報とに基づいて表示部59に再生時間を表示させる制御を行う。この再生時間表示は、光磁気ディスク1の記録トラックに記録されているヘッダタイムやサブコードQデータ等から再生されるセクタ単位のアドレス情報（絶対時間情報）に対し、上記ビット圧縮モードにおけるデータ圧縮率の逆数（例えば1/4圧縮のときには4）を乗算することにより、実際の時間情報を求め、これを表示部59に表示させるものである。なお、記録時においても、例えば光磁気ディスク等の記録トラックに予め絶対時間情報が記録されている

サンプリング周波数=44.1kHz

モード	ビットレート	帯域幅	最大処理 ブロック長
	kbps/channel	kHz	ms
A	128	22	11.6
B	64	13	23.2
C	32	5.5	34.8
D	16	3	46.4

【0031】ここで、図1の実施例においては、A/D変換器62のサンプリング周波数が例えば上記標準的なCD-DAフォーマットのサンプリング周波数である44.1kHzに固定されており、ATCエンコーダ63においてもサンプリング周波数は維持され、ビット圧縮処理が施されるようなものを想定している。この時、低ビットレートモードになるほど、信号通過帯域は狭くし

（プリフォーマットされている）場合に、このプリフォーマットされた絶対時間情報を読み取ってデータ圧縮率の逆数を乗算することにより、現在位置を実際の記録時間で表示させることも可能である。

【0029】次に、この圧縮データ記録再生装置の記録再生系のうちの記録系において、入力端子60からのアナログオーディオ入力信号AINがローパスフィルタ61を介してA/D変換器62に供給され、このA/D変換器62は上記アナログオーディオ入力信号AINを量子化（PCM）する。A/D変換器62から得られたデジタルオーディオ信号は、ATC（Adaptive Transform Coding）エンコーダ63に供給される。また、入力端子67からのデジタルオーディオ入力信号DINがデジタル入力インタフェース回路68を介してATCエンコーダ63に供給される。ATCエンコーダ63は、上記アナログオーディオ入力信号AINを上記A/D変換器62により量子化した所定転送速度のデジタルオーディオ信号又はデジタル入力インタフェース回路68を介して供給されるデジタルオーディオ信号について、表1に示すATC方式における各種モードに対応するビット圧縮（データ圧縮）処理を行うもので、上記システムコントローラ57により動作モードが指定されるようになっている。例えばBモードでは、サンプリング周波数が44.1kHzでビットレートが64kbpsの圧縮データ（ATCオーディオデータ）とされ、メモリ64に供給される。このBモードのステレオモードでのデータ転送速度は、上記標準のCD-DAのフォーマットのデータ転送速度（75セクタ/秒）の1/8（9.375セクタ/秒）に低減されている。

【0030】

【表1】

て行くので、それに応じてローパスフィルタ61のカットオフ周波数も切換制御する。すなわち、上記圧縮モードに応じてA/D変換器62のローパスフィルタ61のカットオフ周波数を同時に切換制御する。

【0032】次に、メモリ64は、データの書き込み及び読み出しがシステムコントローラ57により制御され、ATCエンコーダ63から供給される圧縮されたオ

オーディオデータ（以下、ATCオーディオデータと言う）を一時的に記憶しておき、必要に応じてディスク上に記録するためのバッファメモリとして用いられている。すなわち、例えば上記Bモードのステレオのモードにおいて、ATCエンコーダ63から供給されるATCオーディオデータは、そのデータ転送速度が、標準的なCD-DAフォーマットのデータ転送速度（75セクタ/秒）の1/8、すなわち9.375セクタ/秒に低減されており、このATCオーディオデータがメモリ64に連続的に書き込まれる。このATCオーディオデータは、前述したように8セクタにつき1セクタの記録を行えば足りるが、このような8セクタおきの記録は事実上不可能に近いので、後述するようなセクタ連続の記録を行うようにしている。

【0033】この記録は、休止期間を介して、所定の複数セクタ（例えば32セクタ+数セクタ）から成るクラスタを記録単位として、標準的なCD-DAフォーマットと同じデータ転送速度（75セクタ/秒）でバースト的に行われる。すなわちメモリ64においては、上記ビット圧縮レートに応じた9.375（=75/8）セクタ/秒の低い転送速度で連続的に書き込まれたBモードでステレオモードのATCオーディオデータが、記録データとして上記75セクタ/秒の転送速度でバースト的に読み出される。この読み出されて記録されるデータについて、記録休止期間を含む全体的なデータ転送速度は、上記9.375セクタ/秒の低い速度となっているが、バースト的に行われる記録動作の時間内での瞬時的なデータ転送速度は上記標準的な75セクタ/秒となっている。従って、ディスク回転速度が標準的なCD-DAフォーマットと同じ速度（一定線速度）のとき、該CD-DAフォーマットと同じ記録密度、記憶パターンの記録が行われる。

【0034】メモリ64から上記75セクタ/秒の（瞬時的な）転送速度でバースト的に読み出されたATCオーディオデータすなわち記録データは、エンコーダ65に供給される。ここで、メモリ64からエンコーダ65に供給されるデータ列において、1回の記録で連続記録される単位は、複数セクタ（例えば32セクタ）から成るクラスタ及び該クラスタの前後位置に配されたクラスタ接続用の数セクタとしている。このクラスタ接続用セクタは、エンコーダ65でのインターリーブ長より長く設定しており、インターリーブされても他のクラスタのデータに影響を与えないようにしている。

【0035】エンコーダ65は、メモリ64から上述したようにバースト的に供給される記録データについて、エラー訂正のための符号化処理（パリティ付加及びインターリーブ処理）やEFM処理などを施す。このエンコーダ65による符号化処理が施された記録データが磁気ヘッド駆動回路66に供給される。この磁気ヘッド駆動回路66は、磁気ヘッド54が接続されており、上記記

録データに応じた変調磁界を光磁気ディスク1に印加するように磁気ヘッド54を駆動する。また、システムコントローラ57は、メモリ64に対する上述の如きメモリ制御を行うとともに、このメモリ制御によりメモリ64からバースト的に読み出される上記記録データを光磁気ディスク1の記録トラックに連続的に記録するように記録位置の制御を行う。この記録位置の制御は、システムコントローラ57によりメモリ64からバースト的に読み出される上記記録データの記録位置を管理して、光磁気ディスク1の記録トラック上の記録位置を指定する制御信号をサーボ制御回路56に供給することによって行われる。次に、この光磁気ディスク記録再生ユニットの再生系について説明する。

【0036】この再生系は、上述の記録系により光磁気ディスク1の記録トラック上に連続的に記録された記録データを再生するためのものであり、光学ヘッド53によって光磁気ディスク1の記録トラックをレーザ光でトレースすることにより得られる再生出力がRF回路55により2値化されて供給されるデコーダ71を備えている。なお、この再生系では、光磁気ディスクのみではなく、いわゆるコンパクトディスク（CD：Compact Disc）と同じ再生専用光ディスクの読み出しも行うことができる。

【0037】デコーダ71は、上述の記録系におけるエンコーダ65に対応するものであって、RF回路55により2値化された再生出力について、エラー訂正のための復号化処理（デインターリーブ処理や誤り訂正処理）やEFMの復調処理などの処理を行い上述のBモードのステレオモードにおけるATCオーディオデータを、該Bモードのステレオモードにおける正規の転送速度よりも早い75セクタ/秒の転送速度で再生する。このデコーダ71により得られる再生データは、メモリ72に供給される。

【0038】メモリ72は、データの書き込み及び読み出しがシステムコントローラ57により制御され、デコーダ71から75セクタ/秒の転送速度で供給される再生データがその75セクタ/秒の転送速度でバースト的に書き込まれる。また、このメモリ72は、上記75セクタ/秒の転送速度でバースト的に書き込まれた上記再生データがBモードのステレオモードの正規の9.375セクタ/秒の転送速度で連続的に読み出される。

【0039】システムコントローラ57は、再生データをメモリ72に75セクタ/秒の転送速度で書き込むとともに、メモリ72から上記再生データを上記9.375セクタ/秒の転送速度で連続的に読み出すようなメモリ制御を行う。また、システムコントローラ57は、メモリ72に対する上述の如きメモリ制御を行うとともに、このメモリ制御によりメモリ72にバースト的に書き込まれる上記再生データを光磁気ディスク1の記録トラックから連続的に再生するように再生位置の制御を行

う。この再生位置の制御は、システムコントローラ57により光磁気ディスク1からバースト的に読み出される上記再生データの再生位置を管理して、システムコントローラ57から、光磁気ディスク1もしくは光ディスク1の記録トラック上の再生位置を指定する制御信号をサーボ制御回路56に供給することによって行われる。

【0040】メモリ72から9.375セクタ/秒の転送速度で連続的に読み出された再生データとして得られるBモードのステレオモードにおけるATCオーディオデータは、ATCデコーダ73に供給される。このATCデコーダ73は、上記記録系のATCエンコーダ63に対応するもので、システムコントローラ57により動作モードが指定されて、例えば上記BモードのステレオモードにおけるATCオーディオデータを8倍にデータ伸張（ビット伸張）することで16ビットのデジタルオーディオデータを再生する。このATCデコーダ73からのデジタルオーディオデータは、D/A変換器74に供給される。

【0041】D/A変換器74は、ATCデコーダ73から供給されるデジタルオーディオデータをアナログ信号に変換して、アナログオーディオ出力信号AOUTを形成する。このD/A変換器74により得られるアナログオーディオ出力信号AOUTは、ローパスフィルタ75を介して出力端子76から出力される。

【0042】次に、この圧縮データ記録再生装置の上記ICカード記録ユニットについて説明する。

【0043】デコーダ71からのATCオーディオデータは、追加圧縮器84に送られて余剰ビットの除去及びゼロ語長処理等の処理がなされる。

【0044】ここで、本実施例では、ブロックフローティングの為のブロック内の最大値より著しく小さいスペクトル成分をゼロとする。この処理は、メモリ85に対するデータの読み書きを伴いながら実行される。余剰ビットの除去及びゼロ語長処理等を行う追加圧縮器84からの可変ビットレート圧縮符号化されたデータは、ICカードインタフェース回路86を介してICカード2に書き込まれる。勿論、本発明においては、余剰ビットの除去及びゼロ語長処理等の可変ビットレート圧縮は行わないが、直交変換サイズを大きくしたり、サブ情報を持つ周波数軸上のブロックフローティングの為のブロック及び/又は量子化雑音が発生するブロックの周波数幅を広げることで、より低いビットレートの定ビットレートでの書き込みを行うようにしても良い。

【0045】上記光磁気ディスク記録再生ユニットの再生系のデコーダ71からの圧縮データ（ATCオーディオデータ）が、伸張されずにそのまま上記ICカード記録ユニットのメモリ85に送られるようになっている。このデータ転送は、いわゆる高速ダビング時にシステムコントローラ57がメモリ85等を制御することによって行われる。このようにビットレートが低いATCオー

ディオデータを光磁気ディスク若しくは光ディスクからICカード2に書き込むことは、記録容量当たりの価格が高いICカードを用いる場合に適している。なお、メモリ72からの圧縮データをメモリ85に送るようにしてもよい。

【0046】ここで、いわゆる高速デジタルダビング動作について説明する。

【0047】高速デジタルダビング時には、キー入力操作部58のダビング操作キー等を操作することにより、システムコントローラ57が高速ダビング制御処理動作を実行する。具体的には、上記デコーダ71からの圧縮データをそのままICカード記録ユニットのメモリ85に送り、余剰ビットの除去及びゼロ語長処理等の処理を行う追加圧縮器84により可変ビットレート符号化を施して、ICカードインタフェース回路86を介してICカード2に書き込む。ここで、光磁気ディスク1に例えば上記BモードのステレオモードにおけるATCオーディオデータが記録されている場合には、デコーダ71からは8倍に圧縮されたデジタルオーディオデータが連続的に読み出されることになる。

【0048】従って、上記高速ダビング時には、光磁気ディスク1から実時間で8倍（上記Bモードのステレオモードの場合）の時間に相当する圧縮データが連続して得られることになり、これに余剰ビットの除去及びゼロ語長処理等の処理が施されて、一定ビットレート化されたデータがICカード2に書き込まれるから、8倍の高速ダビングを実現できる。なお、圧縮モードが異なればダビング速度の倍率も異なってくる。また、圧縮の倍率以上の高速でダビングを行わせるようにしてもよい。この場合には、光磁気ディスク1を定常速度の何倍かの速度で高速回転駆動する。

【0049】ところで、上記光磁気ディスク1には、図2に示すように、ビット圧縮符号化されたデータが記録されると同時に、該データを追加圧縮伸張ブロック3で可変ビットレート符号化により圧縮符号化した際のデータ量（すなわちICカード2に書き込むために必要とされるデータ記録容量）の情報が記録されている。こうすることによって、例えば光磁気ディスク1に記録されている曲の内、ICカード2に書き込み可能な曲数や曲の組合せ等を、これらのデータ量情報を読み取ることにより即座に知ることができる。もちろん可変ビットレートモードではなく、固定ビットレートのより低ビットレートモードへの変換を追加圧縮伸張ブロック3で行なうこともできる。

【0050】また逆に、ICカード2内に、可変ビットレート符号化によりビット圧縮符号化されたデータのみならず、ビット圧縮符号化したデータのデータ量情報も書き込んでおくことにより、ICカード2から光磁気ディスク1に曲等のデータを送って記録する際のデータ量を迅速に知ることができる。もちろん、ICカード2内

には、可変ビットレート符号化でビット圧縮符号化されたデータのみならず、固定ビットレートの低ビットレートモードのデータを書き込むこともできる。

【0051】ここで、図3は、上記図1に示す構成の圧縮データ記録再生装置5の正面外観を示しており、光磁気ディスク又は光ディスクの挿入部6とICカード挿入スロット7とが設けられている。もちろん、光磁気ディスク記録再生ユニットとICカード記録ユニットとは別々のセットになっていてその間をケーブルで接続するようにしてもよい。

【0052】次に、ATCエンコーダ63における高能率符号化について詳述する。すなわち、デジタルオーディオ信号等の入力デジタル信号を、帯域分割符号化(SBC)、適応変換符号化(ATC)及び適応ビット割当ての各技術を用いた高能率符号化の技術について、図4以降の各図を参照しながら説明する。

【0053】本発明のデジタル信号処理方法における高能率符号化の処理を具体的に実現するATCエンコーダ63(以下、高能率符号化装置という)は、入力デジタル信号を複数の周波数帯域に分割すると共に、最低域の2つの帯域の帯域幅は同じで、より高い周波数帯域では高い周波数帯域ほどバンド幅を広く選定し、各周波数帯域毎に直交変換を行って、得られた周波数軸のスペクトルデータを、低域では、後述する人間の聴覚特性を考慮したいわゆる臨界帯域幅(クリティカルバンド)毎に、中高域ではブロックフローティング効率を考慮して臨界帯域幅を細分化した帯域毎に、適応的にビット割当てして符号化している。通常、上述の直交変換のためのブロックが量子化雑音の発生する単位である。さらに、本実施例においては、直交変換の前に入力デジタルオーディオ信号に応じて適応的にブロックサイズ(ブロック長)を変化させると共に、該ブロック単位でフローティング処理を行っている。

【0054】具体的には、図4において、入力端子10には例えばサンプリング周波数が44.1kHzの時、0~22kHzのデジタルオーディオ信号が供給されている。この入力デジタルオーディオ信号は、例えばいわゆるQMF(QuadratureMirror filter)等のフィルタからなる帯域分割フィルタ11により0~11kHz帯域と11k~22kHz帯域とに分割され、0~11kHz帯域の信号は同じくいわゆるQMF等のフィルタからなる帯域分割フィルタ12により0~5.5kHz帯域と5.5k~11kHz帯域とに分割される。帯域分割フィルタ11からの11k~22kHz帯域の信号は直交変換回路の一例であるMDCT回路13に送られ、帯域分割フィルタ12からの5.5k~11kHz帯域の信号はMDCT回路14に送られ、帯域分割フィルタ12からの0~5.5kHz帯域の信号はMDCT回路15に送られることにより、それぞれMDCT処理される。

【0055】ここで上述した入力デジタル信号を複数の周波数帯域に分割する手法としては、例えば上記QMF等のフィルタによる分割手法がある。この分割手法は文献「デジタル・コーディング・オブ・スピーチ・イン・サブバンド」("Digital coding of speech in subbands" R.E.Crochiere, Bell Syst.Tech. J., Vol.55, No.8 1976)に述べられている。

【0056】また、文献「ポリフェイズ・クアドラチュア・フィルターズ ー新しい帯域分割符号化技術」("Polyphase Quadrature filters -A new subband coding technique", Joseph H. Rothweiler ICASSP 83, BOSTON)には、等帯域幅のフィルタ分割手法が述べられている。

【0057】また、上述した直交変換としては、例えば入力オーディオ信号を所定単位時間でブロック化し、前記ブロック毎に高速フーリエ変換(FFT)、離散コサイン変換(DCT)、変更離散コサイン変換(MDCT)等を行うことで時間軸を周波数軸に変換するような直交変換がある。上記MDCTについては、文献「時間領域エリアシング・キャンセルを基礎とするフィルタ・バンク設計を用いたサブバンド/変換符号化」("Subband/Transform Coding Using Filter Bank Designs Based on Time Domain Aliasing Cancellation," J.P.Princen A.B.Bradley, Univ. of Surrey Royal Melbourne Inst. of Tech. ICASSP 1987)に述べられている。

【0058】次に、標準的な入力デジタルオーディオ信号に対する各モードにおけるMDCT回路13、14、15でのブロックについての具体例を図5に示す。

【0059】この図5の具体例において、上記図4の各帯域分割フィルタ11、12からの3つのフィルタ出力信号は、各々複数の直交変換ブロックサイズを有するMDCT回路13、14、15によって、信号の時間特性により、その時間分解能を切り換えられる。また、MDCT回路13、14、15は、ビットレートが小さいモード程、最大処理ブロックの時間長を長くし、信号通過帯域幅を狭くする。

【0060】すなわち、この実施例では、Aモードの場合、信号が時間的に準定常的であるときには直交変換ブロックサイズを11.6msと大きくし、信号が非定常的であるときには図5に示すように11kHz以下の帯域で直交変換ブロックサイズを更に4分割とし、11kHz以上の帯域では直交変換ブロックサイズを8分割とする。

【0061】Bモードの場合は、Aモードに比べて直交変換ブロックの時間長が2倍長くなって23.2msとなり、信号通過帯域幅は13kHzまでと狭くなる。また、信号が時間的に準定常的である場合には直交変換ブロックサイズを23.2msと大きくし、信号が非定常的である場合には2分割して11.6msとする。さらに、信号の非定常性がより強まったときは、図5に示すように11kHz以下の帯域では直交変換ブロックサイ

ズを更に4分割として合計8分割とし、11kHz以上の帯域では直交変換ブロックサイズを更に8分割して合計16分割とする。

【0062】Cモードの場合は、直交変換ブロックの時間長を34.8msまでとする。通過帯域は、5.5kHzに制限する。

【0063】Dモードの場合は、直交変換ブロックの時間長を46.4msとする。

【0064】ここで、各MDC T回路13、14、15において、直交変換ブロックの時間長を2倍長くするのを、低域側の帯域に限ることにより、AモードからBモードへのビットレートの変換が容易となる。すなわち、Aモードの低域側の直交変換した信号を逆直交変換し、得られる信号を直交変換ブロックサイズが倍で直交変換する。これは、全帯域を成す複数の帯域の信号を逆直交変換してから、再びそれぞれの帯域毎に直交変換するのに比較して容易である。また、これは例えば光磁気ディスクからICメモ리카ードへの高速転送をAモードからBモードへの変換を行いながら実行するのに都合がよい。これは、低域よりも高域の音響信号の方が、時間的変動が大きいこと、信号対雑音比が小さくてもよいことがその根拠となる。

【0065】なお、このとき、信号通過帯域幅は、13kHzまでとする。この場合、11kHzから22kHz帯域の信号において直交変換前のフィルタ出力信号を1/2若しくは1/4サブサンプリングすることで、信号通過帯域以上の帯域の為の無駄な信号処理を避けることができる。

【0066】以下Cモード、Dモードとなるにしたがって直交変換ブロックの長さが長くなり、信号通過帯域幅は狭くすることができる。もちろん、全てのモード間で直交変換ブロックの長さ及び信号通過帯域幅が異なる必要はなく、同じ値を取る場合もある。

【0067】また、例えば低ビットレートモードの方が直交変換ブロックの長さが長くなっていたとしても、時間遅れを短くしたい用途のためには、そのモードが持つ複数の直交変換ブロックサイズの内、短い直交変換ブロックサイズを選択的に使って直交変換することで目的を達成することができる。

【0068】再び図4において、Aモードにおける各MDC T回路13、14、15にてMDC T処理されて得られた周波数軸上のスペクトルデータ（スペクトル成分）あるいはMDC T係数データは、低域はいわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）毎にまとめられて、また中高域はブロックフローティングの有効性を考慮して臨界帯域幅を細分化して、後述する非線形処理回路40、41、42を介した後、適応ビット割当符号化回路18に送られている。なお、このクリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、ある純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域のノイズ

によって当該純音がマスクされるときそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほど帯域幅が広がっており、上記0~22kHzの全周波数帯域は例えば25のクリティカルバンドに分割されている。

【0069】Bモードにおいて、直交変換ブロックサイズをAモードの場合の2倍にしない信号が非定常である場合には、サブ情報を有するブロックの周波数幅を、例えばAモードの2倍の周波数幅にとることにより、前記ブロックの数を半減し、サブ情報を減らしている。このようにして、低域は、直交変換ブロックサイズを2倍にすることで、それ以外の帯域は、サブ情報を有するブロックの周波数幅を大きくすることで、全帯域でのサブ情報を減らすことができる。

【0070】次に、ビット配分算出回路43は、上記クリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮して分割されたスペクトルデータに基づき、クリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎のエネルギー或いはピーク値等を求め、さらに、マスク量量を考慮したこの各分割帯域毎のエネルギー或いはピーク値等に基づいて、各帯域毎に割り当てビット数を求め、この情報を適応ビット割当符号化回路18に送る。当該適応ビット割当符号化回路18では、各帯域毎に割り当てられたビット数に応じて各スペクトルデータ（或いはMDC T係数データ）を正規化及び量子化するようにしている。このようにして符号化されたデータは、出力端子19を介して取り出される。

【0071】次に、図6は上記ビット配分算出回路43の一具体例の概略構成を示すブロック回路図である。この図6において、入力端子21には、上記各非線形処理回路40、41、42からの周波数軸上のスペクトルデータが供給されている。

【0072】次にこの周波数軸上のスペクトルデータは、帯域毎のエネルギー算出回路22に送られて、クリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域のエネルギーが、例えば当該バンド内での各スペクトル成分の振幅値の総和を計算すること等により求められる。この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値、平均値等を用いるようにしてもよい。このエネルギー算出回路22からの出力として、例えば各バンドの総和値のスペクトルを図7の図中SBとして示している。ただし、この図7では、図示を簡略化するため、上記マスク量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した分割帯域数を12バンド（B1~B12）で表現している。

【0073】ここで、上記スペクトルSBのいわゆるマスク量に於ける影響を考慮するために、該スペクトルSBに所定の重み付け関数を掛けて加算するような畳込み（コンボリューション）処理を施す。このため、上記帯域毎のエネルギー算出回路22の出力すなわち該スペク

トルSBの各値は、畳込みフィルタ回路23に送られる。該畳込みフィルタ回路23は、例えば、入力データを順次遅延させる複数の遅延素子と、これら遅延素子からの出力に乗算係数（重み付け関数）を乗算する複数の乗算器（例えば各バンドに対応する25個の乗算器）と、各乗算器出力の総和をとる総和加算器とから構成されるものである。この畳込み処理により、図7の図中点線で示す部分の総和がとられる。なお、上記マスキングとは、人間の聴覚上の特性により、ある信号によって他の信号がマスクされて聞こえなくなる現象をいうものであり、このマスキング効果には、時間軸上のオーディオ信号による時間軸マスキング効果と、周波数軸上の信号による同時刻マスキング効果とがある。これらのマスキング効果により、マスキングされる部分にノイズがあったとしても、このノイズは聞こえないことになる。このため、実際のオーディオ信号では、このマスキングされる範囲内のノイズは許容可能なノイズとされる。

【0074】ここで、上記畳込みフィルタ回路23の各乗算器の乗算係数（フィルタ係数）の一具体例を示すと、任意のバンドに対応する乗算器Mの係数を1とするとき、乗算器M-1で係数0.15を、乗算器M-2で係数0.0019を、乗算器M-3で係数0.000086を、乗算器M+1で係数0.4を、乗算器M+2で係数0.06を、乗算器M+3で係数0.007を各遅延素子の出力に乗算することにより、上記スペクトルSBの畳込み処理が行われる。ただし、Mは1~25の任意の整数である。

【0075】次に、上記畳込みフィルタ回路23の出力は引算器24に送られる。該引算器24は、上記畳込んだ領域での後述する許容可能な雑音レベルに対応するレベル α を求めるものである。なお、当該許容可能な雑音レベル（以下、許容ノイズレベルという）に対応するレベル α は、後述するように、逆コンボリューション処理を行うことによって、クリティカルバンドの各バンド毎の許容ノイズレベルとなるようなレベルである。ここで、上記引算器24には、上記レベル α を求めるための許容関数（マスキングレベルを表現する関数）が供給される。この許容関数を増減させることで上記レベル α の制御を行っている。当該許容関数は、次に説明するような $(n-a_i)$ 関数発生回路25から供給されているものである。

【0076】すなわち、許容ノイズレベルに対応するレベル α は、クリティカルバンドのバンドの低域から順に与えられる番号を*i*とすると、次の(1)式で求めることができる。

$$\alpha = S - (n - a_i) \quad \cdots (1)$$

この(1)式において、*n*、*a*は定数で $a > 0$ 、*S*は畳込み処理されたパークスペクトルの強度であり、(1)式中 $(n - a_i)$ が許容関数となる。本実施例では $n = 38$ 、 $a = 1$ としており、この時の音質劣化はなく、良好な符

号化が行えた。

【0078】このようにして、上記レベル α が求められ、このデータは、割算器26に伝送される。当該割算器26では、上記畳込みされた領域での上記レベル α を逆コンボリューションするためのものである。したがって、この逆コンボリューション処理を行うことにより、上記レベル α からマスキングスペクトルが得られるようになる。すなわち、このマスキングスペクトルが許容ノイズスペクトルとなる。なお、上記逆コンボリューション処理は、複雑な演算を必要とするが、本実施例では簡略化した割算器26を用いて逆コンボリューションを行っている。

【0079】次に、上記マスキングスペクトルは、合成回路27を介して減算器28に伝送される。ここで、当該減算器28には、上記帯域毎のエネルギー検出回路22からの出力、すなわち前述したスペクトルSBが、遅延回路29を介して供給されている。したがって、この減算器28で上記マスキングスペクトルとスペクトルSBとの減算演算が行われることで、図8に示すように、上記スペクトルSBは、該マスキングスペクトルMSのレベルで示すレベル以下がマスキングされることになる。以下、マスキングされたスペクトルSBを許容雑音レベルという当該減算器28からの出力は、許容雑音補正回路30を介し、出力端子31から取り出され、例えば割り当てビット数情報が予め記憶されたROM等（図示せず）に送られる。このROM等は、上記減算回路28から許容雑音補正回路30を介して得られた出力に応じ、各バンド毎の割り当てビット数情報を出力する。この割り当てビット数情報が上記適応ビット割当符号化回路18に送られることで、MDCT回路13、14、15からの周波数軸上の各スペクトルデータがそれぞれのバンド毎に割り当てられたビット数で量子化されるわけである。

【0080】すなわち要約すれば、適応ビット割当符号化回路18では、上記マスキング量を考慮した各分割帯域のエネルギーに応じて割り当てられたビット数で上記各バンド毎のスペクトルデータを量子化することになる。なお、遅延回路29は上記合成回路27以前の各回路での遅延量を考慮してエネルギー検出回路22からのスペクトルSBを遅延させるために設けられている。

【0081】ところで、上述した合成回路27での合成の際に、最小可聴カーブ発生回路32から供給される図9に示すような人間の聴覚特性であるいわゆる最小可聴カーブRCを示すデータと、上記マスキングスペクトルMSとを合成するようにしてもよい。この最小可聴カーブRCにおいて、雑音の絶対レベルがこの最小可聴カーブRC以下ならば該雑音は聞こえないことになる。この最小可聴カーブRCは、コーディングが同じであっても例えば再生時の再生ボリュームの違いで異なるものとなが、現実的なデジタルシステムでは、例えば16ビット

トダイナミックレンジへの音楽のはいり方にはさほど違いがないので、例えば4kHz付近の最も耳に聞こえやすい周波数帯域の量子化雑音が聞こえないとすれば、他の周波数帯域ではこの最小可聴カーブのレベル以下の量子化雑音は聞こえないと考えられる。

【0082】したがって、例えば4kHz付近の雑音が聞こえない使い方をするとし、この最小可聴カーブRCとマスキングスペクトルMSとを共に合成することで許容雑音レベルを得るようにし、この場合の許容雑音レベルは、図9の図中の斜線で示す部分までとすることができる。なお、本実施例では、上記最小可聴カーブの4kHzのレベルを、例えば20ビット相当の最低レベルに合わせている。また、この図9は、信号スペクトルSSも同時に示している。

【0083】また、上記許容雑音補正回路30では、補正情報出力回路33から送られてくる例えば等ラウドネスカーブの情報に基づいて、上記減算器28からの出力における許容雑音レベルを補正している。ここで、等ラウドネスカーブとは、人間の聴覚特性に関する特性曲線であり、例えば1kHzの純音と同じ大きさに聞こえる各周波数での音の音圧を求めて曲線で結んだもので、ラウドネスの等感度曲線とも呼ばれる。またこの等ラウドネス曲線は、図9に示した最小可聴カーブRCと略同じ曲線を描くものである。この等ラウドネス曲線においては、例えば4kHz付近では1kHzのところより音圧が8~10dB下がっても1kHzと同じ大きさに聞こえ、逆に、10kHz付近では1kHzでの音圧よりも約15dB高くないと同じ大きさに聞こえない。このため、許容雑音補正回路30において、許容雑音レベルを、等ラウドネス曲線と同じ周波数特性を持つようにするのが良いことがわかる。このようなことから、上記等ラウドネス曲線を考慮して上記許容雑音レベルを補正することは、人間の聴覚特性に適合していることがわかる。

【0084】また、補正情報出力回路33において、上記適応ビット割当符号化回路18での量子化の際の出力情報量(データ量)と、最終符号化データのビットレート目標値との間の誤差の情報に基づいて、上記許容雑音レベルを補正する補正データを出力する。これは、全てのビット割り当て単位ブロックに対して予め一時的な適応ビット割り当てを行って得られた総ビット数が、最終的な符号化出力データのビットレートによって定まる一定のビット数(目標値)に対して誤差を持つことがあり、その誤差分を0とするように再度ビット割り当てをするものである。すなわち、当該目標値よりも総割り当てビット数が少ないときには、差のビット数を各単位ブロックに割り振って付加するようにし、目標値よりも総割り当てビット数が多いときには、差のビット数を各単位ブロックに割り振って削るようにするわけである。

【0085】具体的には、上記総割り当てビット数の上

記目標値からの誤差を検出し、この誤差データに応じて補正情報出力回路33が各割り当てビット数を補正するための補正データを出力する。ここで、上記誤差データがビット数の不足を示す場合は、上記単位ブロック当たり多くのビット数が使われることで上記データ量が上記目標値よりも多くなっている場合である。また、上記誤差データが、ビット数の余りを示すデータとなる場合は、上記単位ブロック当たり少ないビット数で済み、上記データ量が上記目標値よりも少なくなっている場合である。したがって、上記補正情報出力回路33からは、この誤差データに応じた上記減算器28からの許容雑音レベルを、例えば上記等ラウドネス曲線の情報データに基づいて補正させるための上記補正データが出力される。上述のような補正データが、上記許容雑音補正回路30に伝送されることで、上記減算器28からの許容雑音レベルが補正される。

【0086】以上説明したような高能率符号化装置では、メイン情報として量子化されたスペクトルデータが出力されると共に、サブ情報としてブロックフローティングの状態を示すスケールファクタ、語長を示すワードレングスが出力される。もちろん、ワードレングス情報は必須ではなく、ATCデコーダ73においてスケールファクタ情報から求めることもできる。

【0087】ここで、前記ビット配分算出回路43は、図10のような構成とすることもできる。この図10を用いて、以上述べたビット配分手法とは異なる次のような有効なビット配分手法について述べる。

【0088】上記図4における各非線形処理回路40、41、42の出力は、図10の入力端子301を介して、帯域毎のエネルギーを算出するエネルギー算出回路303に送られる。この帯域毎のエネルギー算出回路303では、上記臨界帯域(クリティカルバンド)又は高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のエネルギーが、例えば当該バンド内での各振幅値の2乗平均の平方根を計算すること等により求められる。なお、この各バンド毎のエネルギーの代わりに、振幅値のピーク値や平均値等を用いるようにしてもよい。また、上記エネルギー算出回路303からの出力としては、例えば図7に示したクリティカルバンド又は高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のスペクトル成分の総和値であるパークスペクトルSBとしてもよい。

【0089】ここで、本実施例において、MDC T係数を伝送又は記録するのに使えるビット数を例えば100Kbpsとすると、本実施例ではその100Kbpsを用いた固定ビット配分パターンを作成する。本実施例においては、上記固定ビット配分のためのビット割り当てパターンが複数個用意されており、信号の性質によりパターンを選択することが出来るようになっている。本実施例では、上記100Kbpsに対応する短い時間のビット量を各周波数に分布させた種々のパターンを、固定

ビット配分回路305が持っている。当該固定ビット配分回路305は、特に、中低域と高域とのビット配分率を違えたパターンを複数個有している。そして、信号の大きさが小さいほど、高域への割り当て量が少ないパターンを選択するようにする。このようにすることで、小さい信号の時ほど高域の感度が低下するラウドネス効果を生かせる。なお、このときの信号の大きさとしては、全帯域の信号の大きさを使用することも出来るが、例えばQMF等のフィルタ出力若しくはMDCT処理した出力を利用することもできる。なお、MDCT係数を伝送又は記録するのに使えるビット数（使用可能なビット数の100Kbps）は、例えば使用可能総ビット数出力回路302で設定される。この使用可能総ビット数は、外部から入力することも可能である。

【0090】また、エネルギー依存のビット配分は、上記100Kbpsに対応する短い時間のエネルギーのdB値に対してブロック毎に予め定められた係数をかけて重み付けを行ない、このようにして得られた値に比例するように行なわれる。ここで、上記重み付け係数を低域に対して大きな値になるように設定することにより、低域により多くのビットが割り当てられる事になる。なお、このエネルギー依存のビット配分は、上記エネルギー算出回路303の出力が供給されるエネルギー依存ビット配分回路304が行っている。

【0091】すなわち、このエネルギー依存ビット配分回路304においては、上記固定ビット配分回路305と同様に重み付け係数を複数パターン用意し、この複数パターンを入力信号によって切り替えるようにしたり、或いは、例えば二つの重み付け係数のパターンを入力信号によって内挿した重み付けパターンを用いてエネルギー依存のビット配分を計算する。このように、本実施例においては、入力信号によって重み付けの係数を変化させることにより、より聴感に適合したビット割り当てが可能となり、音質向上を図ることができる。

【0092】この図10において、上述したような固定ビット配分パターンへの配分と例えばバークスペクトル（スペクトルSB）に依存したビット配分との分割率は、信号スペクトルの滑らかさを表す指標により決定される。すなわち、本実施例では、上記エネルギー算出回路303の出力をスペクトル滑らかさ算出回路308に送り、当該スペクトル滑らかさ算出回路308において、信号スペクトルデータの隣接値間の差の絶対値の和を信号スペクトルデータの和で割った値を指標として算出し、この指標が上記ビット配分の分割率を求めるビット分割率決定回路309に送られる。

【0093】上記ビット分割率決定回路309からの分割率データは、上記固定ビット配分回路305の出力が供給される乗算器312と、上記エネルギー依存ビット配分回路304の出力が供給される乗算器311とに送られる。これら乗算器312、311の出力が和算出回路

306に送られる。すなわち、固定ビット配分と帯域毎の臨界帯域（クリティカルバンド）又は高域では更にクリティカルバンドを分割した帯域毎のスペクトルのエネルギーに依存したビット配分の値の和が、上記和算出回路306で演算されて、この演算結果が出力端子（各帯域のビット割り当て量出力端子）307から適応ビット割当符号化回路18に送られて量子化の際に使用される。

【0094】このときのビット割当の様子を図11、図13に示す。また、これに対応する量子化雑音の様子を図12、図14に示す。なお、図11、図12は信号のスペクトルが割合平坦である場合を示し、図13、図14は信号スペクトルが高いトーンリティーを示す場合を示している。また、図11及び図13の図中Q_Sはエネルギー依存分のビット量を示し、図中Q_Fは固定ビット割り当て分のビット量を示している。図12及び図14の図中Lは信号レベルを示し、図中N_Sはエネルギー依存分による雑音低下分を、図中N_Fは固定ビット割り当て分による雑音レベルを示している。

【0095】上記信号のスペクトルが割合平坦である場合を示している図11及び図12において、通常、多量の固定ビット割り当て分によるビット割り当ては、全帯域にわたって大きい信号対雑音比を取るために役立つ。しかし、この図11、図12のような場合、低域及び高域では比較的少ないビット割り当てが使用されるようになる。これは、聴覚的にこの帯域の重要度が小さいためである。また、このとき、図11の図中Q_Sに示すように、若干のエネルギー依存のビット配分を行なう分（ビット）によって、信号の大きさが大きい帯域の雑音レベルが選択的に低下させられる。したがって、信号のスペクトルが割合平坦である場合には、この選択性も割合広い帯域に渡って働くことになる。

【0096】これに対して図12、図14に示すように、信号スペクトルが高いトーンリティーを示す場合には、図12の図中Q_Sに示すように、多量のエネルギー依存のビット配分を行なう分（ビット）による量子化雑音の低下は極めて狭い帯域（図14の図中N_Sで示す帯域）の雑音を低減するために使用される。これにより孤立スペクトル成分を有する入力信号に対する量子化雑音の特性の向上が達成される。また、同時に若干の固定ビット割り当て分によるビット配分を行なう分（ビット）により、広い帯域の雑音レベルが非選択的に低下させられる。

【0097】ブロック選択回路20は、十分に信号対雑音比の取れないブロックを検出し、非線形処理回路40、41、42はそれぞれブロック選択回路20で検出されたブロックに対し、次のような非線形信号処理を行って量子化雑音を低減させる。すなわち、MDCT変換出力である周波数軸上のスペクトルデータは、上記マスキング量とクリティカルバンド及びブロックフローティングを考慮した各分割帯域毎に、最大スペクトルデータ

に比較して小さいスペクトルデータの大きさをより大きくするかゼロとする変換処理が行われる。

【0098】これについて図15を用いて説明する。

【0099】この図15には、あるブロックフローティングの為の周波数ブロック n 及び $n+1$ のように、周波数ブロック n_i (i は整数)それぞれに5本のスペクトルデータ(成分)が存在する場合が示されている。周波数ブロック n の場合には、各スペクトル成分の大きさが似通ったものであるため、ブロックフローティング及び各スペクトル成分に共通の語長で量子化を行ったときに各スペクトル成分の信号対雑音比が略同一となり、周波数ブロック n 内のスペクトル成分に共通のブロックフローティング情報と語長情報を用いても、効率的に各スペクトル成分に対して高い信号対雑音比を与えることができる。

【0100】これに比して、周波数ブロック $n+1$ の場合には、各スペクトル成分の大きさが似通っておらず特に数少ないスペクトル成分が他の多数のスペクトル成分よりも飛び抜けて大きい場合には、十分な信号対雑音比が得られるスペクトル成分は少数となる。残りの多数のスペクトル成分は著しく低い信号対雑音比を有することになる。この場合、レベルの大きいスペクトル成分によるマスキング効果が期待できそうであるが、このような孤立したスペクトル成分のマスキング効果は雑音成分によるマスキング効果に比して著しく小さいことが知られている。この結果、信号対雑音比の小さいスペクトル成分は全体的に音質の劣化要因となる。

【0101】本発明では、このような信号対雑音比の大きく取れないスペクトル成分についてはマスキングの効果を判定して、もしもマスキングが効き難い場合には、信号対雑音比の大きく取れないスペクトル成分は量子化雑音が発生しないようにゼロビット配分を行って、量子化値がゼロとなるようにするか、若しくはビット配分を行う場合には信号対雑音比を大きくするようにスペクトル成分を大きくするように変形した後に適応ビット割当符号化回路18で正規化及び量子化処理を行うようにする。

【0102】非線形処理回路40、41、42の動作を図16を用いて説明する。なお、周波数ブロック $n+1$ は、ブロック選択回路20によって非線形処理を行うブロックとして選択されているものとする。

【0103】この図16において、ブロックフローティングの為の周波数ブロック $n+1$ のスペクトル成分A、B、C、D、Eの5本について考える。この場合、スペクトル成分Bが最大値を与えるので、正規化のレベルはこのスペクトル成分Bで決定される。

【0104】次に、正規化レベルから概略12dB低いレベルとして第1の比較レベルを、18dB低いレベルとして第2の比較レベルを設定する。そして、第1の比較レベルと第2の比較レベルの間のレベルのスペクトル

成分については、信号対雑音比を大きくするためにスペクトル成分の大きさを大きくする。上記スペクトル成分の大きさを大きくする方法としては、正規化レベルから6dB小さいレベルとする。

【0105】図16に示すように、このときスペクトル成分Aは第2の比較レベルよりも小さい値を持つために更に小さくされてスペクトル成分A'のように量子化出力がゼロとなるようにされる。スペクトル成分Bは最大値を持つため、なんらの変更をされない。スペクトル成分Cは第1の比較レベルと第2の比較レベルの間にあるため、大きくされてスペクトル成分C'のように変更する。以下、スペクトル成分D、Eは第2の比較レベルよりも小であるため、小さくされて量子化出力はゼロとなる。なお、図16には無いが、第1の比較レベルよりも大きいスペクトル成分については、そのままの値でも十分に信号対雑音比が得られるため、特に処理は行われない。

【0106】このとき別の方法としては、第1及び第2の比較レベルが、周波数ブロック内最大スペクトル成分の値により可変であるようにすることもできる。その方法としては、周波数ブロック内の最大スペクトル成分の値が大きいほど第1の比較レベルが低下するようにするか、又は周波数ブロック内の最大スペクトル成分の値が大きいほど第2の比較レベルが上昇するようにさせる。更には、周波数ブロック内の最大スペクトル成分の値が大きいほど、第1の比較レベルが低下し、第2の比較レベルが上昇する様にすることもできる。このように、第1及び/又は第2の比較レベルを、周波数ブロック内の最大スペクトル成分の値に応じて可変とすることにより、より聴覚に適合した選択が可能となる。また、音質の変化は大きくなるが、第1の比較レベルより小さい値のスペクトル成分については、すべてその量子化値がゼロとなるように、各スペクトル成分をより小さい値とするようにしてもよい。

【0107】ブロック選択回路20において、以上のような非線形処理を周波数ブロック内で行うかどうかを決める方法としては、ブロック選択回路20を上述したビット配分算出回路43と同様の構成とし、MDC T回路13、14、15の出力を用いて、仮のビット配分を演算し、この仮のビット配分により決まる各周波数ブロックの語長に基づいて選択しても良い。具体的には、量子化雑音レベルが正規化レベルから24dB以下となる周波数ブロックすなわち語長が4ビット以下となる周波数ブロックのみを非線形処理の対象とする。

【0108】ブロック選択回路20において、以上のような非線形処理を周波数ブロック内で行うかどうかを決める別の方法としては、各周波数ブロックのトナリティを用いる方法がある。例えば、スペクトル成分の大きさが大きい方から少なくとも一つのスペクトル成分の実効値と残りのスペクトル成分の実効値との比をトナリ

ディとして求めることにより判定する方法を用いる。

【0109】ここで、本実施例では、この判定の際の実効値の比として、スペクトル成分の大きさが最大となるスペクトル成分すなわち最大の信号対雑音比を持つスペクトル成分の実効値と残りのスペクトル成分の実効値との比が10 dB以上ある場合であり、かつ、周波数ブロック内の最大スペクトル成分の値があるレベル以上であるときに非線形処理を行う周波数ブロックとして選択するようにする。本実施例では、ピークレベルから-40 dBを、このレベルとする。これにより、聴覚的にみて違和感が起こり難い低レベル信号での不必要な処理を避けることができる。

【0110】また、このような非線形処理を行う周波数帯域を特定の周波数帯域に限定することもできる。特に非線形処理を行う帯域を高域に限定することで音質の変化を最小限に止めることができる。このような非線形処理が行われた後、実際のビット配分がビット配分算出回路43で実行される。非線形処理により増大したスペクトル成分とゼロとされたスペクトル成分を考慮して最終的なビット配分が決定される。

【0111】以上説明したように、本実施例では、ブロック内の最大値を除く信号成分の内、値の大きい成分については、その値をより大きくするような非線形処理を行うことにより、信号対雑音比を大きくしてマスキング効果を大きくすることができる。

【0112】また、ブロック内の最大値を除く信号成分の内、値の小さい成分については、その量子化値がゼロになるように、その値をより小さくするような非線形処理を行うことにより、信号対雑音比の小さい信号から雑音を発生しないようにすることができる。

【0113】また、仮のビット配分により決まる語長がある長さ以下のブロックのみを上述の非線形処理の処理対象とすることにより、音質劣化を最小に抑えることができる。

【0114】さらに、上述の非線形処理を行うブロックを、各ブロックのトナリティに基づいて選択するようにしたことにより、必要なブロックのみを処理対象とすることができ、音質の変化を最小に抑えることができる。また、この時のトナリティを、ブロック内信号成分の内の少なくとも最大の信号対雑音比を持つ成分と、その成分を除いたブロック内信号成分とから得られた値、例えば、それぞれの成分の実効値の比から求めることにより、聴覚的にみて、マスキング効果の期待できないブロックのみを選択することができる。

【0115】なお、本発明は上記実施例のみに限定されるものではなく、例えば、デジタルオーディオ信号のみならず、デジタル音声（スピーチ）信号やデジタルビデオ信号等の信号処理装置にも適用可能である。また、上述した最小可聴カーブの合成処理を行わない構成としてもよい。この場合には、最小可聴カーブ発生回路

32、合成回路27が不要となり、上記引算器24からの出力は、割算器26で逆コンボリューションされた後、直ちに減算器28に伝送されることになる。また、ビット配分手法は多種多様であり、最も簡単には固定のビット配分若しくは信号の各帯域エネルギーによる簡単なビット配分若しくは固定分と可変分を組み合わせたビット配分など使うことができる。また、光磁気ディスク1を定常速度よりも速い回転速度で駆動することにより、ビット圧縮率よりもさらに高速のダビングを行わせてもよい。この場合には、データ転送速度の許す範囲で高速ダビングを行わせることができる。

【0116】次に、本発明のデジタル信号処理方法における高能率符号化に対応する高能率復号化処理を具体的に実現する高能率復号化装置を図17に示す。

【0117】この図17において、入力端子152、154、156には前述した高能率符号化処理が施されたメイン情報である符号化データが供給され、これら符号化データがそれぞれ対応する復号化回路146、147、148に送られる。また、各復号化回路146、147、148には、それぞれ対応する端子153、155、157を介してサブ情報である情報圧縮パラメータも供給される。これら各復号化回路146、147、148では、上記情報圧縮パラメータを用いて上記符号化データの復号化を行って、周波数軸上のスペクトルデータを復元する。

【0118】上記各復号化回路146、147、148からの出力データは、それぞれ対応するIMDCT回路143、144、145に送られる。これらIMDCT回路143、144、145では前述したMDCT処理に対応する逆変換であるIMDCT処理が行われる。すなわち、上記復号化回路146、147、148からのスペクトルデータの内0～5.5 kHz帯域のスペクトルデータに対しては、IMDCT回路145において、また5.5～11 kHz帯域のスペクトルデータはIMDCT回路144において、さらに11～22 kHz帯域のスペクトルデータはIMDCT回路143において、それぞれIMDCT処理が施される。

【0119】さらに、上記IMDCT回路143の出力は、前記帯域分割フィルタ11と逆の処理を行う帯域合成フィルタ（IQMF）回路141に送られる。また、IMDCT回路144、145の出力は、前記帯域分割フィルタ12と逆の処理を行う帯域合成フィルタ（IQMF）回路142に送られる。この帯域合成フィルタ回路142の出力も、上記帯域合成フィルタ回路141に送られる。したがって、当該帯域合成フィルタ回路141からは、前記各帯域に分割された信号が合成されたデジタルオーディオ信号が得られることになる。このデジタルオーディオ信号が出力端子140から出力される。

【0120】

【発明の効果】すなわち、以上の説明からも明らかなように、本発明のデジタル信号処理方法及び装置、並びに記録媒体においては、例えばビット配分量の不足のために信号対雑音比が十分でない場合でも、ブロックフローティングの為のブロック内の最大値を持つスペクトル成分からの大きさの差によって、その差が小さい場合にはスペクトル成分の大きさを大きくするように変更するか、その差が大きい場合には量子化値をゼロとすることによって、量子化雑音の音質に与える影響を低減する事が可能である。したがって、本発明においては、例えば

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のデジタル信号処理方法を実現する一実施例としての圧縮データのディスク記録再生装置の構成例を示すブロック回路図である。

【図2】光磁気ディスクとICカードの記録内容を示す図である。

【図3】本実施例装置の外観の一例を示す概略的な正面図である。

【図4】本実施例のビットレート圧縮符号化に使用可能な高能率圧縮符号化装置の一具体例を示すブロック回路図である。

【図5】ビット圧縮の各モードでの処理ブロックのデータ構造をあらわす図である。

【図6】ビット配分演算を行う一具体例のブロック回路図である。

【図7】各臨界帯域及びブロックフローティングを考慮して分割された帯域のスペクトルを示す図である。

【図8】マスキングスペクトルを示す図である。

【図9】最小可聴カーブ、マスキングスペクトルを合成した図である。

【図10】第2のビット配分法を実現する構成のブロック回路図である。

【図11】第2のビット配分法において、信号スペクトルが平坦なときのノイズスペクトルを示す図である。

【図12】第2のビット配分法において、信号スペクトルが平坦なときのビット割当を示す図である。

【図13】第2のビット配分法において、信号スペクトルのトナリティが高いときのノイズスペクトルを示す図である。

【図14】第2のビット配分法において、信号スペクトルのトナリティが高いときのビット割当を説明するための図である。

【図15】信号のトナリティの違いにより生ずる信号対雑音比の違いを説明するための図である。

【図16】信号対雑音比の低いブロックに対して適応する非線形変換を説明するための図である。

【図17】本実施例のビットレート圧縮符号化に使用可能な高能率圧縮符号化装置の一具体例を示すブロック回路図である。

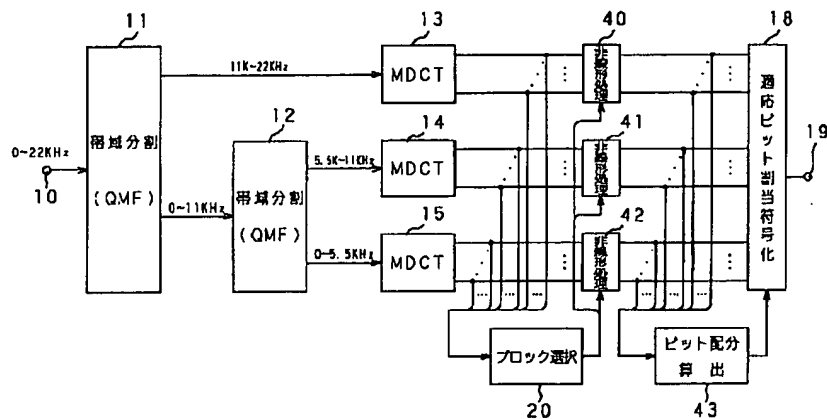
【符号の説明】

- 1 光磁気ディスク
- 2 ICカード
- 3 追加圧縮伸張ブロック
- 5 録音再生装置
- 6 光磁気ディスクスロット
- 7 ICカードスロット
- 11、12 帯域分割フィルタ
- 13、14、15 直交変換(MDCT)回路
- 18 適応ビット割当符号化回路
- 20 ブロック選択回路
- 22 帯域毎のエネルギー検出回路
- 23 畳込みフィルタ回路
- 27 合成回路
- 28 減算器
- 30 許容雑音補正回路
- 32 最小可聴カーブ発生回路
- 33 補正情報出力回路
- 40、41、42 非線形処理回路
- 43 ビット配分算出回路
- 53 光学ヘッド
- 54 磁気ヘッド
- 56 サーボ制御回路
- 57 システムコントローラ
- 62、83 A/D変換器
- 63 ATCエンコーダ
- 64、72、85 メモリ
- 65 エンコーダ
- 66 磁気ヘッド駆動回路
- 71 デコーダ
- 73 ATCデコーダ
- 74 D/A変換器
- 84 剰余ビット除去及び語長ゼロ処理回路
- 85 RAM
- 121 ローパスフィルタ
- 122、123 帯域分割フィルタ
- 124 高域信号処理回路
- 125 ダウンサンプリング回路
- 126、127、128 MDCT回路
- 129 ビット配分回路
- 141 142 帯域合成フィルタ
- 143 144 145 逆直交変換回路
- 146 147 148 復号化回路
- 301 帯域毎のエネルギー算出回路
- 302 スペクトルの滑らかさ算出回路
- 304 ビット分割率決定回路
- 305 使用可能な総ビット数

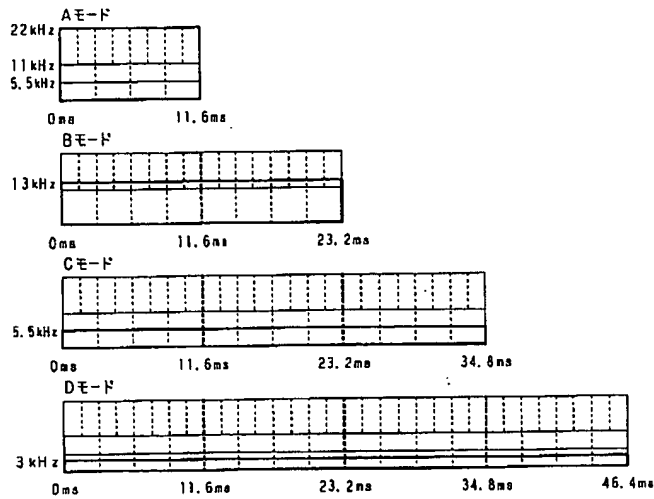
34

308 ビットの和演算回路

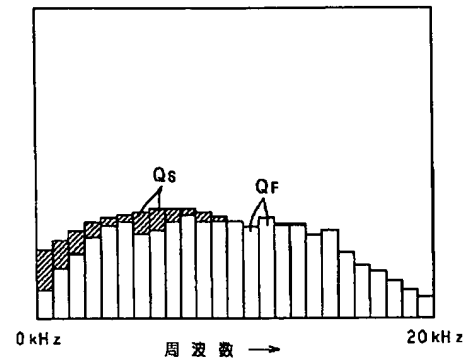
【图 1】



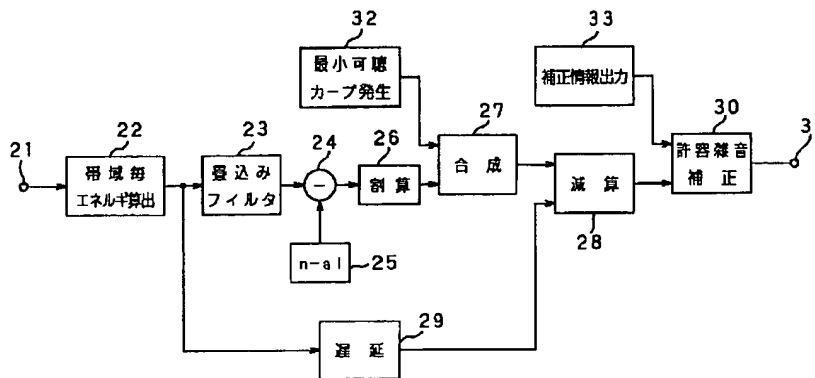
【図 5】



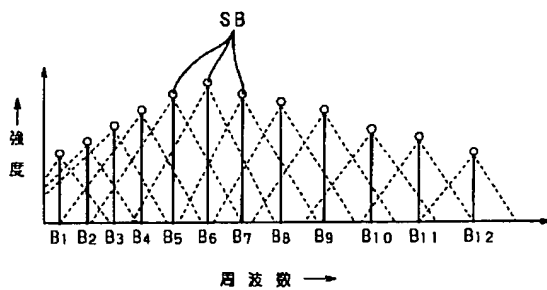
【図 11】



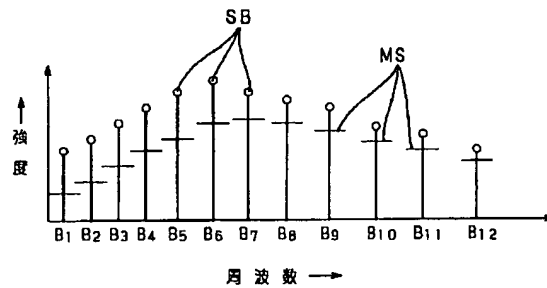
【図 6】



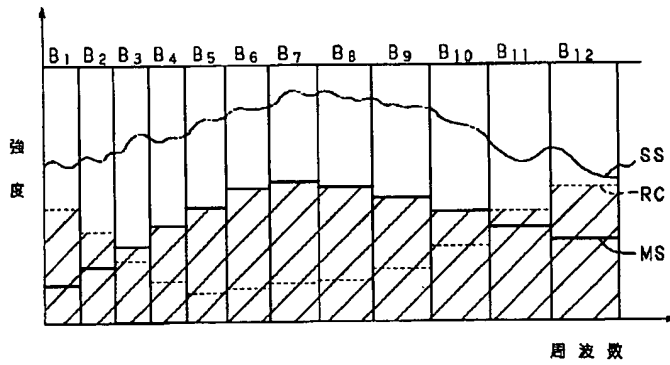
【図 7】



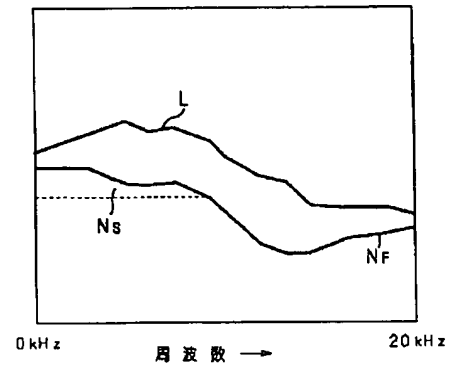
【図 8】



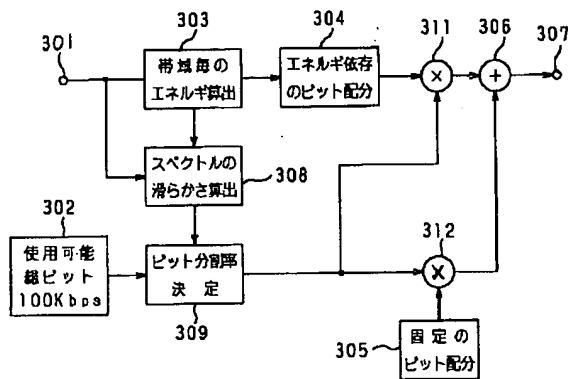
【図9】



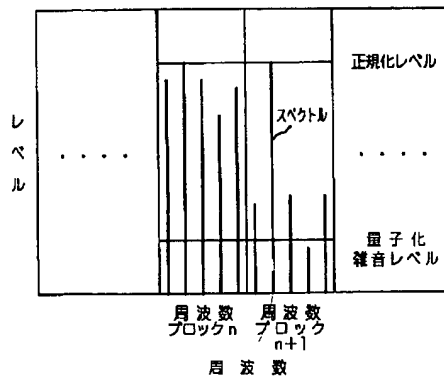
【図12】



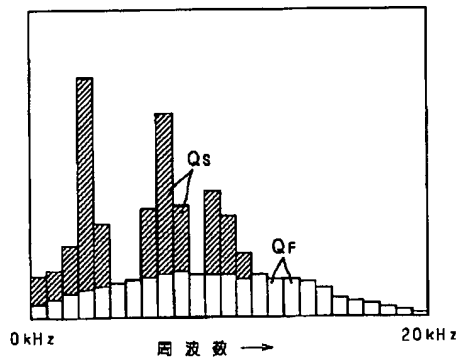
【図10】



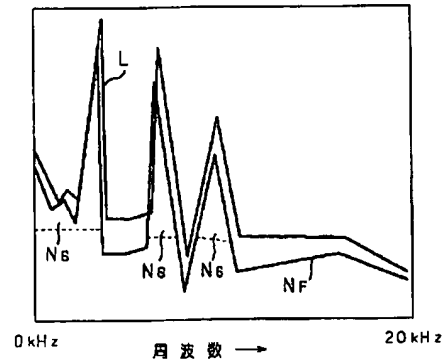
【図15】



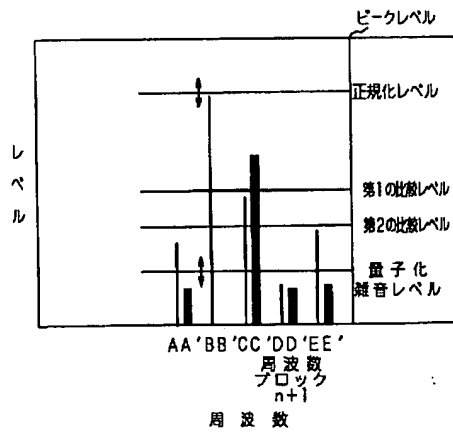
【図13】



【図14】



【図16】



【図17】

